

⑯ 日本国特許庁(JP)

⑪ 特許出願公開

⑫ 公開特許公報(A)

平2-141049

⑬ Int. Cl. 5

H 04 L 27/20
27/18

識別記号

府内整理番号

Z 8226-5K
Z 8226-5K

⑭ 公開 平成2年(1990)5月30日

審査請求 有 請求項の数 19 (全10頁)

⑮ 発明の名称 不平衡直角位相PSK変調器一リミッタ

⑯ 特願 昭63-312168

⑰ 出願 昭63(1988)12月12日

優先権主張

⑱ 1988年4月12日⑲米国(U S)⑳180,467

⑲ 発明者 ドナルド・ユージン・

アウパート

アメリカ合衆国、ニュージャージ州、マウント・ローレル、メドウラー・ドライブ、37番

⑲ 発明者 ユーサン・ウ

ルルカー

アメリカ合衆国、ニュージャージ州、プリンストン・ジャクション、ウエルズレイ・コート、11番

⑲ 発明者 ビシュヌ・ワマン・ネ

ルルカー

アメリカ合衆国、ニュージャージ州、ブレインズボロ、ガリツク・レーン、12番

⑲ 出願人 ゼネラル・エレクトリ

ック・カンパニー

アメリカ合衆国、ニューヨーク州、スケネクタディ、リバーロード、1番

⑲ 代理人 弁理士 生沼 徳二

明細書

1. 発明の名称

不平衡直角位相PSK変調器一リミッタ

2. 特許請求の範囲

1. 不平衡4位相偏移キーイングされた変調信号を正確に発生する装置であつて、

不平衡4位相偏移キーイングされた信号を発生するように搬送波信号源に接続されるとともに、前記搬送波上に不平衡直角位相で変調される第1および第2の情報信号の供給源に接続されるようになっていて、前記直角位相関係が乱された場合クロストークを発生しやすい不平衡4位相偏移キーイングされた変調器と、

前記変調器に接続され、クロストークを発生しやすい前記傾向を低減するように前記不平衡4位相偏移キーイングされた信号の振幅を制限する振幅リミッタとを有する前記装置。

2. 前記変調器は、

変調される前記搬送波信号を受信するようになっている入力ポートを有するとともに、また前記

入力ポートへの前記該葉されていない搬送波信号の供給に応答して振幅が等しく互いに同相の第1および第2の搬送波が出力される第1および第2の出力ポートを有する同相電力分割手段と、

前記電力分割手段の前記第1の出力ポートに接続され、該第1の出力ポートから前記第1の搬送波を受信するとともに、また前記第1の情報信号を受信するよう接続されている情報入力ポートを有し、前記第1の搬送波を前記第1の情報信号で2相変調して第1の変調された搬送波信号を発生する第1の2相変調手段と、

前記電力分割手段の前記第2の出力ポートに接続され、該第2の出力ポートから前記第2の搬送波を受信するとともに、また前記第2の情報信号を受信するよう接続されている情報入力ポートを有し、前記第2の搬送波を前記第2の情報信号で2相変調して第2の変調された搬送波信号を発生する第2の2相変調手段と、

前記第1および第2の振幅変調手段にそれぞれ接続されている第1および第2の入力ポート、お

および出力ポートを有する 90° の不平衡ハイブリッドカプラーであって、前記第1の変調された搬送波信号を前記ハイブリッドカプラーの前記第1の入力ポートから前記ハイブリッドカプラーの前記出力ポートに基準振幅および位相をもって供給し、前記第2の変調された搬送波信号を前記ハイブリッドカプラーの前記第2の入力ポートから前記ハイブリッドカプラーの前記出力ポートに前記基準振幅と異なる振幅および相対的に 90° の位相偏移をもって供給するとともに、振幅が等しくない互いに直角位相の第1および第2の変調された搬送波信号をベクトル加算して前記不平衡4位相偏移キーイングされた信号を発生する前記ハイブリッドカプラーとを有する請求項1記載の装置。

3. 前記第1および第2の2位相変調手段は平衡混合器を有する請求項2記載の装置。

4. 前記平衡混合器は二重に平衡を保たされている請求項3記載の装置。

5. 前記ハイブリッドカプラーは前記振幅差が 7dB であるような振幅特性を有し、前記不平衡4

位相をもって供給するとともに、前記第2の入力ポートからの信号を前記出力ポートに異なる振幅結合係数および前記基準位相以外の第2の位相をもって供給する加算カプラーと、

前記搬送波信号源に接続され、前記搬送波信号を少なくとも第1および第2の減衰された搬送信号部分に分割する振幅分割手段と、

前記振幅分割手段に接続され、前記第1の情報信号に応答して前記第1の信号部分を2相変調して、第1の変調信号部分を形成する第1の2相変調手段と、

前記振幅分割手段に接続され、前記第2の情報信号に応答して前記第2の信号部分を2相変調して、第2の変調信号部分を形成する第2の2相変調手段と、

前記加算カプラーおよび前記第1および第2の振幅変調手段に接続され、前記第1および第2の変調信号部分をそれぞれ前記加算カプラーの前記第1および第2の入力ポートに供給し、これにより前記加算カプラーは、前記基準振幅結合係数お

よび前記異なる振幅結合係数間の差による振幅差、および前記基準位相および前記第2の位相間の差による位相差をもって前記第1および第2の変調信号部分を互いに結合し、前記不平衡4位相偏移キーイングされた信号を形成する結合手段とを有する請求項1記載の装置。

6. 前記不平衡ハイブリッドカプラーは、
4ポート分岐方向性カプラーと、
前記4ポートの1つに接続されている整合された終端部とを有する請求項2記載の装置。

7. 前記振幅リミッタは増幅器を有する請求項1記載の装置。

8. 前記増幅器はFETで構成される請求項7記載の装置。

9. 前記変調器および前記リミッタの間に接続された分離装置を更に有する請求項7記載の装置。

10. 前記変調器は、
第1および第2の入力ポートおよび出力ポートを有し、前記第1の入力ポートに供給される信号を前記出力ポートに基準振幅結合係数および基準

より前記異なる振幅結合係数間の差による振幅差、および前記基準位相および前記第2の位相間の差による位相差をもって前記第1および第2の変調信号部分を互いに結合し、前記不平衡4位相偏移キーイングされた信号を形成する結合手段とを有する請求項1記載の装置。

11. 前記振幅分割手段は前記搬送波信号を分割して、振幅が等しい第1および第2の減衰された搬送波信号部分を発生する請求項10記載の変調器。

12. 前記第1および第2の2相変調手段は各々平衡型混合器を有する請求項6記載の装置。

13. 前記振幅差は 7dB である請求項6記載の装置。

14. 前記位相差は 90° からずれており、これにより前記クロストークを発生しやすくなっている請求項6記載の装置。

15. 前記振幅リミッタは増幅器を有する請求項14記載の装置。

16. 前記増幅器はFETで構成される請求項

15記載の装置。

17. 前記増幅器および前記変調器の間に接続された分離装置を更に有する請求項15記載の装置。

18. 前記不平衡4位相偏移キーイングされた信号を前記増幅器から受信するように接続された別の分離装置を有する請求項17記載の装置。

19. 低クロストークを有する4位相偏移キーイングされた信号を発生する方法であつて、

直角位相が正確でない場合には両者間にクロストークを発生しやすい第1および第2の情報信号を互いに90°の位相偏移をもって搬送波上に変調して、変調信号を発生し、

クロストークを発生しやすい前記傾向を低減するように前記変調信号の振幅を制限するステップを有する前記方法。

3. 発明の詳細な説明

政府は商務省との契約第N A 8 4 - D S C - 0 0 1 2 5号のもとに本発明における権利を有する。

本発明は不平衡1/4位相偏移キーイングされ

た変調器のクロストークの改良に関し、更に詳しくは振幅リミッタが使用されているこのような変調器に関する。

発明の背景

位相偏移キーイングされた(P S K)伝送は広く使用されている信頼性のある形態の通信である。2つの2位(2状態)P S K信号が搬送波間に90°の相対位相偏移をもって加算すなわち重畠され、1/4位相偏移キーイングされた信号(Q P S K)を形成して、単一の和搬送波が2つの独立した情報信号によって変調されることとは周知である。

第1図は1983年1月に発行されたマイクロウェーブマガジンの99ページ-109ページに掲載されたノイフ等(Noel et al)による「直角位相IFマイクロ波混合器の通常および新しい応用(Conventional and New Applications for the Quadrature IF Microwave Mixer)」という題名の文献に記載されている変調器10をブロック図形式に示している。第1図の構成においては、

Q P S K変調される無線周波(R F)搬送波が3dB電力分割器14の入力ポート12に供給される。このような電力分割器は周知であり、「0°、3dBハイブリッド」のような名前を与えられている。この電力分割器は共通ポートに供給される信号を2つの完全に同じ信号に分割して2つの出力ポート16および18から出力する特性を有している。興味あることとして、等しい電力および等しい位相の信号が入力としてポート16および18に供給されると、それらの和がポート12に現れるが、入力としてポート16および18に供給される信号が同じでない程度に差は共通ポート12に現れず、その代わりに差は熱として消費される除波ポート(図示せず)に供給される。

第1図に示す変調器10においては、電力分割器14の入力ポートへの搬送波の供給に応じて電力分割器14の出力ポート16および18に発生する振幅が等しく、位相が等しい信号はそれぞれ導体44および46を介して第1の混合器20の第1の入力ポート48および第2の混合器22の

第1の入力ポート50に供給される。混合器20は同相(I)信号と称する第1の入力信号を受信するように接続されている第2の入力ポート24を有し、また混合器22は直角位相(Q)信号と称する第2の独立した情報信号を受信するように接続されている第2の入力ポート26を有する。情報信号につけられているIおよびQの表示はそれら情報信号間の関係を示していないが、以下に説明するように変調結果を示している。混合器20および22は各々2相キーイングモードで動作する。2相キーイング装置としての二重平衡混合器の動作は第2図に関連して以下に説明する。

混合器20からの2相キーイングされた出力信号は混合器20の出力端子28に現れ、導体52を介して直角位相3dBハイブリッドすなわち方向性カプラー32の入力ポート34に供給される。混合器22からの2相キーイングされた出力信号は混合器22の出力端子30に現れ、導体54を介してカプラー32の入力ポート36に供給される。「除波」負荷42が好ましくない信号を消費

するためにカブラー 3 2 の出力ポート 4 0 に接続されている。3 dBカブラー 3 2 は例えば1986年7月22日に発行されたクラーク等(Clark et al.)の米国特許第4,602,227号に記載されている周知の形式のものである。

このタイプのカブラーは互いに近接した2つの伝送ラインを有し、これらは動作周波数帯域内の周波数の4分の1波長の長さにわたって相互作用する。一方の伝送ラインは第1図のカブラー 3 2 のポート 3 4 および 4 0 を連結するラインによって表され、他方の伝送ラインはポート 3 5 および 3 8 を連結するラインによって表される。このタイプのカブラーはどんな周波数でも使用することができるが、約100メガヘルツ(MHz)ないし10ギガヘルツ(GHz)の周波数範囲における最も一般的な用途に使用される。カブラー 3 2 の最も顕著な特徴はポート 3 4 に供給される信号が2つの部分に分割され、その一方は半分の振幅(-3 dB)および基準位相をもってポート 3 8 に供給され、他方はまた半分の振幅を持つとともに

4分の1波長の伝送ラインの長さのために基準位相に90°を加算した位相をもってポート 4 0 に供給される。同様に、ポート 3 6 に供給される信号は2つの部分に分割され、半分の振幅および基準位相をもってポート 4 0 に供給されるとともに、半分の振幅および基準位相に90°を足した位相でポート 3 8 に供給される。振幅が等しく、位相が等しい信号がカブラー 3 2 のポート 3 4 および 3 6 に供給されると、全信号電力の半分がポート 4 0 および除波負荷 4 2 に供給され、全信号電力の他の半分がベクトル和信号として出力ポート 3 8 に現れる。他のカブラー構造は他の周波数範囲にわたって等価な性能を有している。

第2図は二重平衡混合肥器 2 0 の概略構成図である。混合肥器 2 2 ももちろん構造的に同じである。第1図の構成要素に対応する第2図の構成要素は同じ符号で示されている。入力導体 4 4 はポート 4 8 を介して変成器 2 1 0 の一次巻線 2 1 0' の一端に接続されている。一次巻線 2 1 0' の他端はアースされている。振幅対時間正弦波 2 4 0 と

して示されている搬送波信号はセンター・タップ 2 1 2 を有する二次巻線 2 1 0' に供給される。センター・タップ 2 1 2 は電圧振幅対時間ステップ波形 2 4 2 として示されているディジタル情報信号を受信する第2の入力ポート 2 4 に接続されている。ステップ波形 2 4 2 は時刻 T 0 より前においてはゼロボルトよりも正の値を有し、時刻 T 0 の後においてはゼロボルトよりも負の値を有するものとして示されている。波形 2 4 2 は時刻 T 0 より前の時刻における論理 1 レベルから時刻 T 0 の後の時刻の論理 0 レベルへの2進データ信号の1つの変移を表している。二次巻線 2 1 0' の端部は接続点(ノード) 2 1 4 および 2 1 6 に接続されている。全体的に 2 2 0 として示されている他の変成器は二次巻線 2 2 0' を有し、その一端はアースされ、他端は出力ポート 2 8 を介して導体 5 2 に接続されている。二次巻線 2 2 0' はアースされたセンター・タップ 2 2 2 を有する一次巻線 2 2 0' によって駆動される。一次巻線 2 2 0' の両端は接続点 2 2 4 および 2 2 6 に接続さ

れている。第1のダイオード 2 2 8 はアノードが接続点 2 1 4 に接続され、カソードが接続点 2 2 4 に接続されている。第2のダイオード 2 3 4 はアノードが接続点 2 1 6 に接続され、カソードが接続点 2 2 6 に接続されている。第3および第4のダイオード 2 3 0 および 2 3 2 はアノードがそれぞれ 2 2 4 および 2 2 6 に接続され、カソードがそれぞれ接続点 2 1 6 および 2 1 4 に接続されている。

混合肥器 2 0 の動作においては、2 4 0 で示す正弦波の搬送波が一次巻線 2 1 0' に供給され、二次巻線 2 1 0' を介して接続点 2 1 4 および 2 1 6 の間に現れる。また、動作の間においては、波形 2 4 2 で示すような2進データすなわち情報信号がアースに対して端子 2 4 に供給される。時刻 T 0 前においては、電圧 2 4 2 はアースより正の値、すなわち正の電圧を有する。正の電圧はダイオード 2 2 8 および 2 3 4 を順方向にバイアスし、バイアス電流が巻線 2 1 0' 、順方向にバイアスされたダイオード 2 2 8 および 2 3 4 、および空

線 220' を介してアースに流れる。ダイオード 230 および 232 は供給された正の情報信号によって逆方向にバイアスされ、開放回路になっている。ダイオード 228 および 234 が順方向にバイアスされ、導通状態になることによって、接続が接続点 214 および 224 の間、および接続点 216 および 226 の間に設定される。従って、時刻 T0 前においては、接続点 214 および 216 に発生した RF 搬送波は接続点 224 および 226 に接続され、従って第 1、すなわち基準極性、すなわち位相をもつて一次巻線 220' に供給される。変圧された搬送波は時刻 T0 前の波形 246 の部分で示すように、この場合には 0° で示す基準極性をもつて二次巻線 220' から出力ポート 28 に供給される。時刻 T0 後においては、ダイオード 228 および 238 は逆方向にバイアスされ、従って完全に開放回路になるのに対して、ダイオード 230 および 232 は導通状態にバイアスされる。ダイオード 230 および 232 が導通状態になると、導通路が接続点対 214, 22

6 および 216, 224 の間に設定される。従って時刻 T0 後においては、接続点 214 および 216 に現れる RF 搬送波は接続点 224 および 226 に供給され続けるが、逆の極性をもつて行われる。従って、出力端子 28 に供給される出力 RF 搬送波は振幅一時間波形 246 で示されるよう時に時刻 T0 において逆の極性になる（すなわち、180° の相対位相になる）。

第 1 図に示す I および Q デジタル情報信号が高論理レベル状態 (1) および低論理レベル状態 (0) をとる 2 進数である場合には、情報 I, Q の全体で 4 つの可能な組合せ状態、すなわち 1, 1; 1, 0; 0, 1; および 0, 0 がある。情報状態が 1, 1 である場合、カプラー 32 の「導通」入力ポート 34 に供給される RF 信号の相対位相は 0° であり、この結果和出力信号の一方の成分の 0° 基準位相が出力ポート 38 に現れる。1, 1 の情報状態の場合には、入力端子 36 に供給される搬送波の相対位相は 0° であり、これは上述したように 4 分の 1 波長伝送ラインによって 9

0° の位相遅延をもつて出力ポート 38 に供給される。カプラー 32 の入力ポート 34 および 36 に供給される搬送波は本来各々電力分割器 14 を通過することによって 3 dBだけ減衰し、また混合器 20 および 22 は同じであり、実質的に損失がないので、ポート 34 および 36 に供給される搬送波は振幅が等しく、各々が入力端子 12 に供給される元の搬送波の電力の半分である。相対的な 90° の位相偏移を有する振幅が等しい 2 つの搬送波のベクトル和は第 1 図のカプラー 32 の出力ポート 38 に現れ、第 3 図のベクトル 310 として示されている。ベクトル 310 は、1, 1 で示され、それが現れる情報状態を示している。

第 3 図において、0° 軸は第 1 図のカプラー 32 の入力ポート 36 が供給波から切り放され（そして整合したインピーダンスで終端され）、論理 1 の入力が混合器 20 のポート 24 に供給されている状態における第 1 図のカプラー 32 のポート 38 の出力の位相を示している。Q 情報の状態は 0° 出力を発生するのに無関係であるので、0°

軸は 1 のラベルを付されている。同様にして、第 3 図の +90° 軸は第 1 図のカプラー 32 のポート 34 が切り放され（そして終端され）、論理 1 状態が混合器 22 の入力ポート 26 に供給されている状態における第 1 図のカプラー 32 のポート 38 からの出力の位相を表している。従って、+90° 軸は入力 Q 情報信号の状態によってのみ制御され、従ってそのように示されている。

第 1 図の変調器 10 に供給される論理状態が 0, 1 の場合には、第 3 図において I 信号の位相は逆にされ（I 軸上で 180°）、Q 信号の位相は逆にされない（Q 軸上で 90°）。従って、0, 1 情報状態は和ベクトル 312 で示され、第 1 図の出力ポート 38 における和信号の位相を表す。同様な分析の結果 0, 0 情報状態の場合にはベクトル 314 で表され、1, 0 情報状態の場合はベクトル 316 で表される。ベクトル 310 - 316 は各々の間に 90° の角度を有する対称な十字形パターンを形成する。

要約すると、第 1 図の QPSK 変調器 10 は R

F搬送波、IおよびQディジタル情報を受信し、漂遊消費損失に加えて（除波負荷42における消費による）3dB低減された電力を有するRF搬送波を発生する。ここにおいて、相対位相はベクトル対312、316に対して直角位相関係にあるベクトル対310、314を有して第3図に示されているようになる。情報信号が異なるデータ速度を有する場合、例えばI信号がビデオ信号であり、Q信号が音声信号であるような場合には、QPSK変調は低いデータ速度チャンネルに対する高いデータ速度チャンネルのピット誤り率(BER)の相対的劣化になる。BERは高い帯域幅に相応した高いデータ速度情報を選ぶチャンネルにおける電力を増大することによって均等化され、低いデータ速度チャンネルの電力に対して高く受信した雜音を相殺することができる。従って、高い速度のIチャンネルは低い速度のQチャンネルよりも高い電力搬送波を有する。このタイプの変調は不平衡1/4偏移キーイング(UQPSK)として知られ、また不平衡直角位相偏移キーイン

グおよび不平衡4位相偏移キーイングとして知られている。

第4図は1980年8月5日に発行されたハーメスマーヤ(Hermesmeyer)の米国特許第4,216,542号に記載されているUQPSK変調器400のブロック図である。ハーメスマーヤによって説明されているように、変調される搬送波はポート412を介して直角位相ハイブリッドカブラー414の入力ポート498に供給される。ハイブリッドカブラー414はその出力ポート415、418に相対的に位相変移された $\angle 0^\circ$ 、 $\angle 90^\circ$ の信号を発生する。6dBの減衰器パッド(図示せず)が分離および安定性のためにカブラー414の出力ポートに設けられている。位相調整器455は正確な 90° の位相関係を設定することを可能とする。2つの相対的に位相偏移され、減衰された信号がそれぞれ2相変調器420、422の入力ポート448および450に供給される。変調された信号は2相変調器から (0°) 結合器432の入力端子434および436に供給

され、他の差動的な位相偏移を受けることなく組合せられ、QPSK変調信号を発生する。Iチャンネルにおける選択可能な減衰器458はUQPSKを発生するように電力比Q/1の設定を可能にする。

電力分割された両方の搬送波に対して出力ポート416および418で等しい第4図のカブラー414における電力損失を無視するとともに、また移相器456における損失を無視すると、振幅が等しく、位相が相対的に 90° 偏移している搬送波信号が第4図の2相変調器420、422の入力ポート448、450にそれぞれ供給される。従って、減衰器458が0dB(損失なし)に設定されると仮定すると、振幅が等しく、直角位相2相変調された信号が結合器432の入力ポート434および436に供給される。結合器432は信号を加算し、第3図に示すベクトルパターンを出力ポート438に発生するが、振幅はカブラー414における6dBの減衰器および結合器432の固有の損失によって低減されている。この

ような結合器は本来3dBの固有の損失を有している。従って、変調器400は減衰器458を0dBに設定したとしてもポート412におけるRF入力とポート438における出力との間に部品による余分な損失に加えて9dBの損失を有している。

減衰器458の減衰量を増大した場合には(損失を増大)、結合器432の入力ポート434に供給される 0° に変調された搬送波成分の振幅は低減する。従って、I、Q情報信号状態の場合には、 0° 成分の大きさは $+90^\circ$ 成分に対して低減し、その結果の合成ベクトルは第5図に510で示されているが 0° 軸から 45° 以上大きな選択された角度 α になる。減衰器458(第4図)の減衰量が増大するにつれて、角度 α は増大する。また、他のベクトル512、514および516の対応する角度も対応して同様に変化する。詳しくは、ベクトル512の位相は $180^\circ - \alpha$ であり、ベクトル514の位相は $180^\circ + \alpha$ であり、ベクトル516の位相は $360^\circ - \alpha$ である。もちろん、減衰器458が図示の位置のかわりに導

体454に直列に設けられた場合は、角度 ϕ は45°以下となり、減衰量の増大に応じて低減する。

第4図の変調器400はUQPSK変調信号を発生することができるが、第1図のQPSK変調器10に比較して、振幅が等しいRF搬送波入力の場合変調器400によって出力されるUQPSK信号は振幅が非常に低く、従って変調器10のQPSK信号よりも悪いBERを有するという欠点がある。これは変調器400の出力に電力増幅器を設けることによって補正することができるが、信頼性は低いものになる。しかしながら、変調器のRF入力ポートにおける電力レベルが例えば数百ワットのようにすでに充分であるシステムの場合には、QPSK変調器10との比較においてUQPSK変調器400の余分な損失による熱放出問題が発生するとともに、また、第2の高電力増幅器を必要とし、これは価格が高く、信頼性がないものである。

第4図のハーメスメーヤの減衰器458は、第1図の構成のポート28と34との間に第4図の

はポート34と38との間にたった約0.8dBの論理的な損失を有するのみである。源頭損失を0.2dBと仮定すると、90°の平衡ハイブリッドの場合の3.2dBに対して、貫通ポートから出力ポートまでの損失は1dBのみである。従って、この状態において有効な電力に2dBの増加がある。これは減衰器を有する3dBのハイブリッドよりもむしろ7dBの不平衡カブラーを使用することによって生じるものである。第2の入力ポート36に供給される信号成分は出力ポート38において貫通路成分の出力レベルより7dB低く現れる。

第7図は第6図の変調器600のポート38に現れる変調搬送波の出力位相を表すベクトル図であり、この場合同時係属出願第047,941号に記載されているような調整可能な方向性カブラーが7dBの値に設定されている。第7図に示すように、1,1情報状態は0°の基準軸に対して25.5°の角度を有するベクトル710によって表され、0,1状態は0°軸に対して153.4°の角度を有するベクトル712によって表さ

れ減衰器458を設けることによって第1図のノイフの変調器10に使用することができる。UQPSK変調はこの構成をもって行われるが、余分な電力が減衰器において浪費され、出力信号レベルは1チャンネルにおいて低下し、全体のBERはよくなるよりもむしろ悪くなる。

第6図の変調器600の構成は第1図の変調器10の構成に類似しており、第1図の構成要素に対応する第6図の構成要素は同じ符号で示されている。変調器600は90°出力カブラー632が平衡であるよりもむしろ不平衡であるという点が変調器10と異なっている。これは、3dBのハイブリッド（第1図のハイブリッド32のような）が使用された場合、入力ポート34または36の一方から出力ポート38に供給されるエネルギーが振幅において大きいという顕著な利点を有している。従って、入力ポート34から出力ポート38への損失は3dBの損失以下である貫通路によることができる（従って、ポート34は「貫通」入力ポートである）。例えば、7dBの不平衡カブラー

れている。0,0および1,0情報状態はそれぞれベクトル714および716によって表されている。

2つの変調搬送波の位相間に90°の位相偏移、すなわち直角位相関係以外を発生する僅かな不平衡が構造的に発生すると、第7図に示すような矩形よりもむしろ第8図に示すような平行四辺形を定めるフェーザになる。これは受信器が1およびQチャンネルの間のクロストークとみなす歪みを発生し、これがBERを増大する傾向にある。クロストークは大きさにおいて位相エラーの大きさに比例する。相互直角位相の偏移の影響を改良することが望まれている。

発明の概要

UQPSK変調器は第1および第2の情報信号を搬送波の相互直角位相成分上に変調する。正確な直角位相からの搬送波成分の偏移は混変器、すなわち歪みになる。リミッタが歪を低減するように変調搬送波の振幅を制限するように接続されている。

発明の説明

第9図は第8図に関連して説明した位相エラーを補正し、クロストーク、すなわち歪みを改良する本発明による構成を示すブロック図である。第8図において、UQPSK変調器900は、第4図または第6図に関連して説明したものと類似するものであってもよいし、または他の従来のどのような形式のものであってもよいが、入力端子12に搬送波信号発生器912から出力される変調されていない搬送波信号を受信する。また、変調器900は端子24および26からそれぞれIおよびQで示される情報信号を受信し、出力端子38に前述したようにUQPSK変調信号を発生する。上述したように、IおよびQ信号が変調される搬送波成分の直交性からの位相エラーは、受信機(図示せず)において復調された場合、情報のクロストーク、すなわち歪みになる。この問題は以下に説明するように位相エラーを補正する機能を有している增幅リミッタ914によって改善されている。

z の範囲の周波数の動作に対して有利である。

第11b図は第11a図に関連して説明したような制限増幅器の特性を示す図である。第11b図において、プロット1190は約-11dB_aないし約-4.5dB_aの入力信号振幅範囲にわたって利得がほぼ一定である第1の部分と、出力が約+11.5dB_aに制限される第2の部分1192を有している。この種の増幅器は従来周知のものである。

第12a図は便宜のため第8図を再現している。第12b図は第12a図の並んだフェーザに対する第9図のリミッタ914の影響を示している。第12bにおいて、並ねられた円1200はリミッタ機能1200は、第12b図に示すように、短いフェーザ612および616の長さに等しい半径を有し、従ってこれらのフェーザに対する影響はほとんどまたは全くない。しかしながら、円1200の半径はフェーザ610および614の長さよりも短いので、円1200から外のフェーザ610および

第10図は逆平行接続されたダイオードを使用した1つの従来の振幅リミッタを示している。第10図において、振幅リミッタ914は逆平行ダイオード918および920とともに貫通導体916を有し、逆平行ダイオード918および920は導体916とアースとの間に接続されている。本技術分野に専門知識を有する者において周知であるように、ダイオード918および920は、第10図において破線で示す抵抗922によって整される供給源インピーダンスと協力して比較的一定の電圧部分を有する特性を有しており、これにより最大出力電圧をダイオードの順方向オフセット電圧に近い値に制限している。

第11図は増幅器ーリミッタの簡略構成図である。この増幅器ーリミッタは分離装置1194および各々がヒ化ガリウムFETを使用しているカスケード接続された2段の増幅器ーリミッタ1195、1198を有している。これらのFETはヒューレットパッカード(Hewlett-Packard)のタイプ2201であり、これは特に7ないし9GHz

614の部分を制限し、制限円1200内の残りのフェーザ1210および1214として残している。第12b図に示されているように、フェーザ612、616、1210および1214によって定められる図は点線によって示される矩形を定めている。従って、フェーザによって定められる図は第12a図のエラー角が0°である場合に発生するものにはば等しいものである。

4. 図面の簡単な説明

第1図は一対の2相変調器を有する従来のQPSK変調器の簡略化ブロック図である。

第2図は第1図の2相変調器の1つの簡略化された構成図である。

第3図は第1図のQPSK変調器の動作を理解するためのベクトル図である。

第4図は従来のUQPSK変調器の簡略化ブロック図である。

第5図は第4図の変調器の動作を理解するためのベクトル図である。

第6図は不平衡ハイブリッドカプラーを有する

別のU Q P S K変調器の簡略化ブロック図である。

第7図は第6図の変調器の動作を説明するとともに、理想的な矩形を示すベクトル図である。

第8図は平行四辺形を発生する位相エラーの影響を理解するためのベクトル図である。

第9図は位相エラーによって発生する歪みを低減する振幅リミッタを有する本発明による構成のブロック図である。

第10図はダイオード振幅リミッタを示す簡略化構成図である。

第11a図はインピーダンス制御用の分離装置を有するF E T増幅器型の振幅リミッタを示す簡略化構成図であり、第11b図はその伝達特性を示すグラフである。

第12aおよびb図は平行四辺形、該平行四辺形上に重畠された制限円、およびその結果の矩形特性を示す図である。

900…U Q P S K変調器、912…搬送波信号発生器、914…振幅リミッタ、918, 920…ダイオード、1194…分離装置、1196,

1198…増幅器リミッタ。

特許出願人

ゼネラル・エレクトリック・カンパニー

代理人 (1630) 生沼 錦二

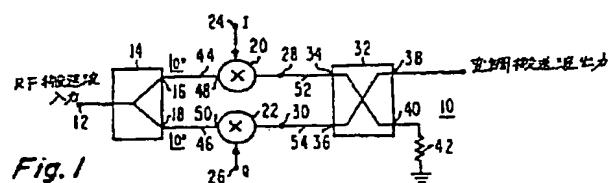


Fig. 1

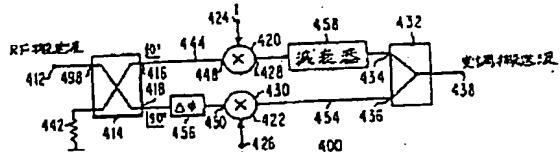


Fig. 4

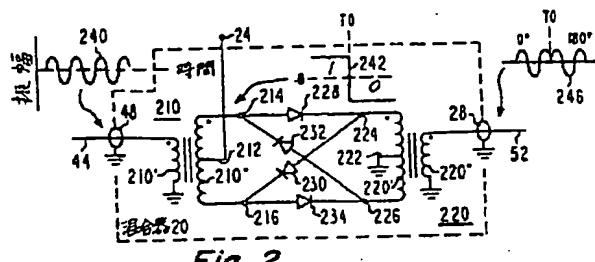


Fig. 2

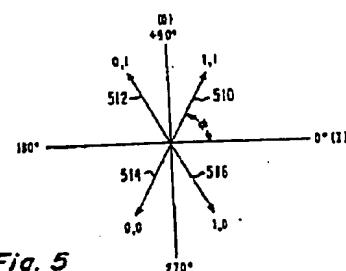


Fig. 5

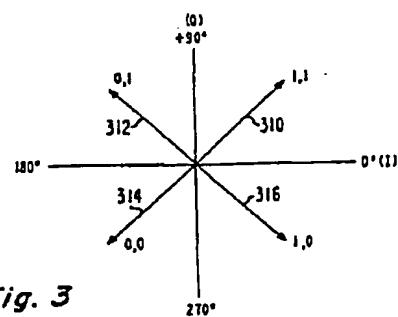


Fig. 3

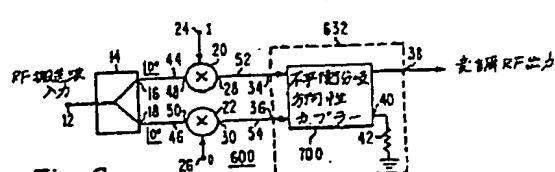


Fig. 6

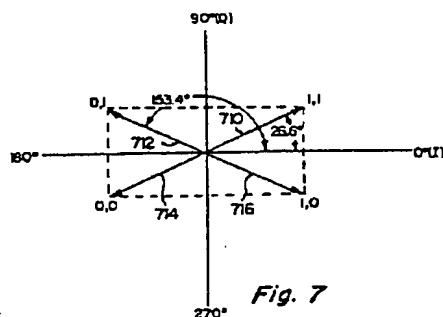


Fig. 7

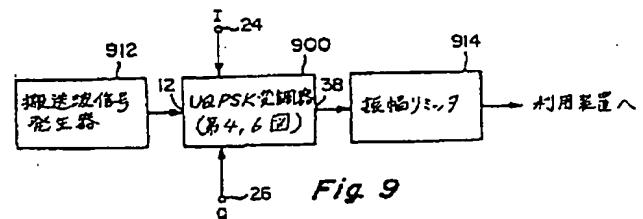


Fig. 9

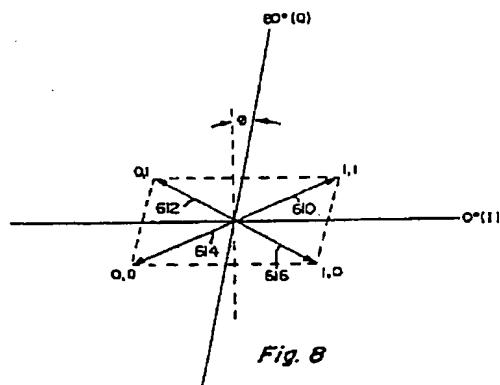


Fig. 8

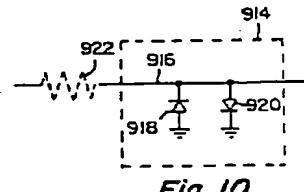


Fig. 10

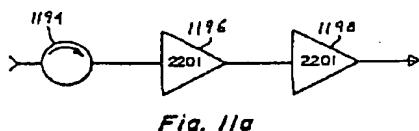


Fig. 11a

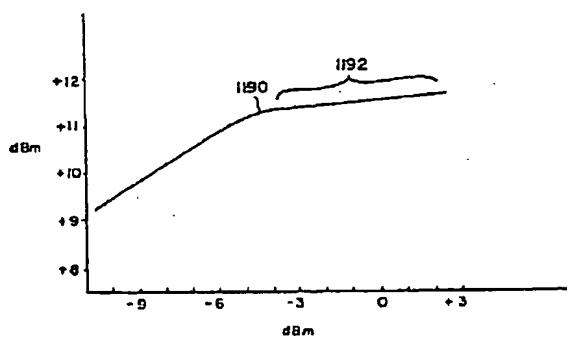


Fig. 11b

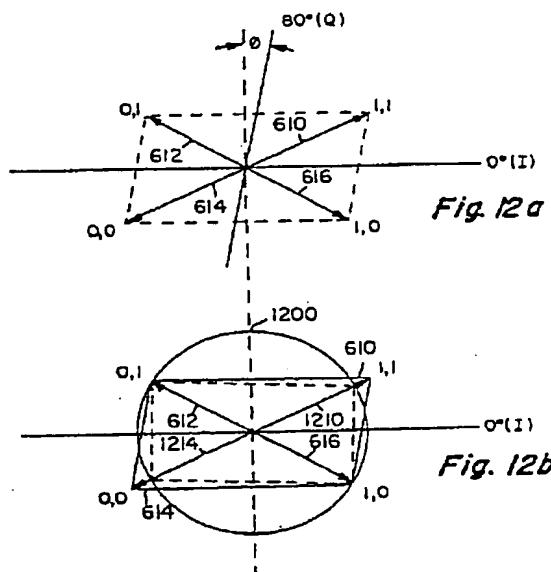


Fig. 12a

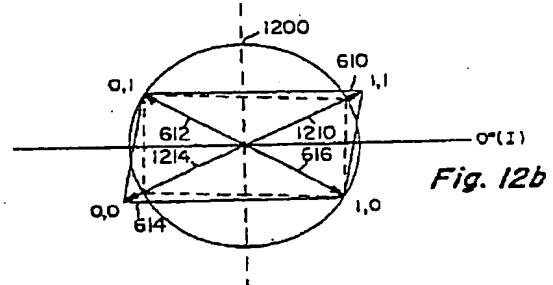


Fig. 12b